

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION
EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la Propriété
Intellectuelle
Bureau international



(43) Date de la publication internationale
24 décembre 2003 (24.12.2003)

PCT

(10) Numéro de publication internationale
WO 03/107582 A2

(51) Classification internationale des brevets⁷ : H04L 1/06

Philippe [FR/FR]; 36, Résidence les Gros Chênes,
F-91370 Verrières le Buisson (FR).

(21) Numéro de la demande internationale :

PCT/FR03/01783

(74) Mandataires : DE SAINT VIANCE, Isabelle etc.; Pontet
Allano & Associes Selarl, 25, rue Jean Rostand, Parc Club
Orsay Université, F-91893 Orsay (FR).

(22) Date de dépôt international : 13 juin 2003 (13.06.2003)

(25) Langue de dépôt : français

(81) États désignés (national) : AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ,
BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ,
DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM,
HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK,
LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX,
MZ, NI, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE,
SG, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ,
VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(26) Langue de publication : français

(30) Données relatives à la priorité :
02/07331 14 juin 2002 (14.06.2002) FR

(71) Déposant (pour tous les États désignés sauf US) : COM-
SIS [FR/FR]; 3, rue Broussais, F-75014 Paris (FR).

(72) Inventeur; et

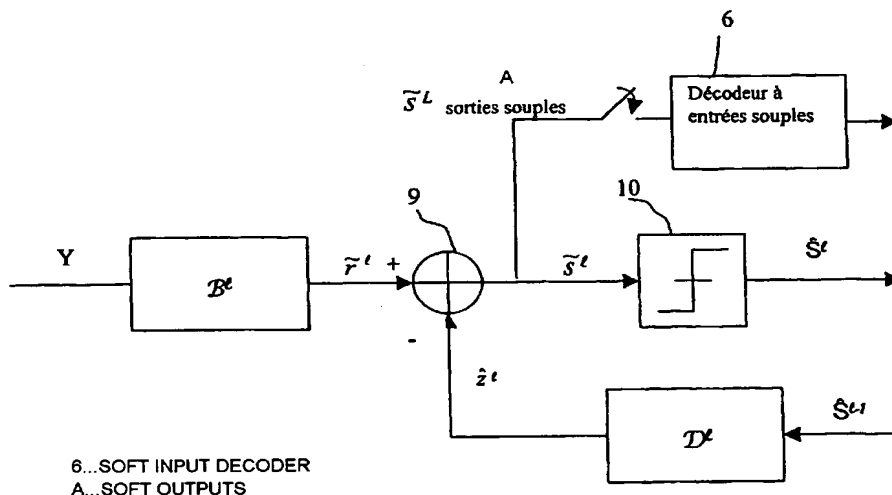
(84) États désignés (régional) : brevet ARIPO (GH, GM, KE,
LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), brevet

(75) Inventeur/Déposant (pour US seulement) : LECLAIR,

[Suite sur la page suivante]

(54) Title: METHOD FOR DECODING LINEAR SPACE-TIME CODES IN A MULTIPLE-ANTENNA WIRELESS TRANS-
MISSION SYSTEM, AND DECODER THEREFOR

(54) Titre : PROCÉDE POUR DECODER DES CODES ESPACE-TEMPS LINEAIRES DANS UN SYSTEME DE TRANSMIS-
SION SANS FIL MULTI-ANTENNES, ET DECODEUR METTANT EN OEUVRE UN TEL PROCÉDE



(57) Abstract: The invention concerns an iterative method and a decoder for decoding space-time codes in a communication system with multiple transmission and reception antennae. The invention strikes a compromise between techniques based on interference cancellation algorithms such as BLAST, which show faulty performance concerning error rate based on signal-to-noise ratio and techniques based on maximum likelihood algorithms which are optimal in terms of performance, but highly complex in implantation such as the sphere decoder. Therefor the method consists in using a first matrix product between the received signal (Y) and a shaping matrix (B¹), and a second matrix product between a subtraction matrix (D¹) and the vector of the estimated symbols(S¹⁻¹) during the preceding iteration. The estimated symbols during the current iteration are generated by a subtractor (9) receiving the results (r¹, z¹) of the two matrix products. The role of the matrix D¹ is to subtract from the current information symbol S¹ the interference caused by the other information symbols.

[Suite sur la page suivante]



eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), brevet européen (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), brevet OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abréviations, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de la Gazette du PCT.

Publiée :

— *sans rapport de recherche internationale, sera republiée dès réception de ce rapport*

(57) Abrégé : L'invention concerne un procédé itératif et un décodeur linéaire pour décoder des codes spatio-temporels dans un système de communication multi-antennes à l'émission et à la réception. L'invention est un compromis entre les techniques basées sur des algorithmes à annulation d'interférences tels BLAST, qui ont de mauvaises performances en terme de taux d'erreurs fonction du rapport signal à bruit, et des techniques basées sur des algorithmes à maximum de vraisemblance qui sont optimaux en terme de performances, mais d'une grande complexité d'implantation tel que le décodeur par sphères. Pour ce faire on utilise un premier produit matriciel entre le signal reçu (Y) et une matrice de mise en forme (B^1), et un second produit matriciel entre une matrice de soustraction (D^1) et le vecteur des symboles estimés (S^{1-1}) lors de l'itération précédente. Les symboles estimés lors de l'itération en cours sont générés par un soustracteur (9) recevant les résultats (r^1 , z^1) des deux produits matriciels. Le rôle de la matrice D^1 est de soustraire au symbole d'information S^1 courant l'interférence due aux autres symboles d'information.

"Procédé pour décoder des codes espace-temps linéaires dans un système de transmission sans fil multi-antennes, et décodeur mettant en œuvre un tel procédé."

5

La présente invention se rapporte à un procédé pour décoder des codes espace-temps linéaires dans un système de transmission sans fil multi-antennes. Elle concerne également un décodeur
10 mettant en œuvre ce procédé.

L'invention trouve une application particulièrement intéressante dans le domaine de la transmission ou de la diffusion radio de données numériques, ou de données analogiques échantillonnées, notamment dans le cas de transmission avec les
15 mobiles ou bien de façon plus générale, dans le cas de réseau sans fil locaux ou non. D'une manière plus précise, l'invention peut notamment s'appliquer lorsqu'on désire faire des transmissions sans fils à grand débit. Une première catégorie d'application concerne les systèmes de communication cellulaire avec les mobiles tels que
20 l'UMTS par exemple. Une seconde catégorie d'application concerne les réseaux locaux sans fils. Une troisième catégorie d'application est celle des futurs réseaux ad hoc.

Les systèmes de communication sans fils actuels et à venir requièrent une grande qualité de transmission pour des débits en
25 constante augmentation. En effet, ces systèmes ont pour objectif la mise en place de services incluant voix, données et vidéo de grande qualité.

Il existe de nombreuses contraintes liées à la propagation multi-chemins. Cette propagation multiple est due au fait qu'un
30 signal radio atteint une antenne par plusieurs chemins via des réflexions sur l'ionosphère et sur des objets terrestres tels que des montagnes et des bâtiments par exemple. Les effets de cette propagation multiple sont des interférences constructives et destructives ainsi que des décalages de phases du signal émis.

35 Pour élaborer un système de communication fiable et robuste, on utilise des techniques de diversités spatiales, temporelles et fréquentielles. La diversité spatiale consiste notamment en une disposition de plusieurs antennes à l'émission et/ou à la réception. Lorsqu'on y ajoute la diversité temporelle, on crée une

diversité spatio-temporelle nécessitant un codage spatio-temporel à l'émission ainsi qu'un décodage spatio-temporel à la réception. On sait que les codes espace-temps permettent d'augmenter les débits d'information transmis pour une qualité de service égale.

5 Des codes spatio-temporels linéaires à grand rendement ont déjà été décodés par des algorithmes de décodage que l'on peut classer en deux familles :

- les algorithmes à annulation d'interférences tel BLAST ("Bell Laboratories Layered Space-Time") qui ont de
10 mauvaises performances en terme de taux d'erreurs fonction du rapport signal à bruit.

- les algorithmes à maximum de vraisemblance qui sont optimaux en terme de performances, mais d'une grande complexité d'implantation tel que le décodeur par sphères.

15 On connaît le document US 6 178 196 (SESHADRI et al) dans lequel est décrit un système multi-antennes combinant le décodage à annulation d'interférence avec le décodage à maximum de vraisemblance. Le système décrit a pour but d'isoler les signaux provenant d'une station donnée en supposant que les symboles des
20 signaux émis par une autre station sont correctement déterminés lors d'une estimation préliminaire.

Un décodeur optimal pour les codes spatio-temporels linéaire à grand rendement a été trouvé par Damen, Chkeif et Belfiore [O. Damen, A. Chkeif and J.-C. Belfiore, "Lattice Code
25 Decoder for Space-Time Codes," *IEEE Communications Letters*, May 2000]. Ses performances dépassaient ce que l'on pouvait avoir avec le décodeur "BLAST" [G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, P. W. Wolniansky, "Detection Algorithm and Initial Laboratory Results using the V-BLAST Space-Time Communication
30 Architecture," *IEE Electronics Letters*, Jan. 7 1999]. Cependant, il souffre de trois problèmes étroitement liés à son implémentation :

1. Il est d'une complexité assez importante, ce qui rend son implémentation à grand débit très problématique,
- 35 2. Sa complexité dépend fortement du rayon de la sphère choisie. Le mot de code décodé doit en effet se trouver dans cette sphère si on veut que le décodage n'échoue pas, et de plus, il faut que dans cette même sphère, on ne trouve pas beaucoup d'autres mots

de code, car sinon, la complexité de décodage peut encore augmenter de façon très importante.

3. Finalement, la complexité de décodage dépend très fortement du rapport signal à bruit et le bon choix de la sphère aussi. Les algorithmes de choix de la sphère sont eux-mêmes assez complexes. On voit donc qu'il fallait trouver un autre algorithme de décodage qui ne souffre pas de ce genre de problèmes.

La présente invention a pour but l'élaboration d'un nouveau décodeur spatio-temporel linéaire réalisant un compromis entre la technique à annulation d'interférence et la technique à maximum de vraisemblance. L'invention vise des performances très proches de la technique à maximum de vraisemblance avec une implantation simplifiée par rapport à celle des algorithmes à annulation d'interférence.

On atteint les objectifs précités avec un procédé itératif pour décoder un ensemble de N signaux échantillonnés dans un système de communication spatio-temporel à M antennes d'émission et N antennes de réception. Les N signaux sont traités par intervalles de temps T correspondant à la longueur temporelle du code spatio-temporel linéaire associé aux signaux d'émission. Dans chaque intervalle de temps T, les signaux échantillonnés reçus sont représentés sous forme d'une matrice signal Y.

$$Y = (y_{ij})_{\substack{i=1,\dots,N \\ j=1,\dots,T}}$$

peut être mis sous la forme $Y = H X + W$ (1)

dans lequel X est le mot de code espace-temps émis et est représenté par une matrice rectangulaire à M lignes et T colonnes, H est la matrice du canal et est représentée par une matrice rectangulaire à N lignes et M colonnes, et enfin W est le bruit, représenté par une matrice rectangulaire à N lignes et T colonnes.

On voit donc que les changements de lignes correspondent à des changements d'antennes alors que les changements de colonnes correspondent à des changements d'instant d'échantillonnage. Dans ce modèle, les coefficients de la matrice X dépendent linéairement des symboles d'information à transmettre, c'est-à-dire que les coefficients de la matrice transmise, x_{ij} avec i allant de 1 à M et j allant de 1 à T s'écrivent sous la forme

$$x_{ij} = \sum_{p=1}^M \sum_{q=1}^T g_{ijpq} s_{pq}$$

avec s_{pq} étant les symboles d'information et g_{ijpq} étant des coefficients qui dépendent du code choisi. Ainsi, tout code espace temps linéaire, c'est-à-dire tel que les mots émis X ont leurs coefficients x_{ij} qui peuvent être mis sous la forme précédente, peut être décodé par le procédé selon l'invention.

On va maintenant décrire un modèle vectorisé sur lequel le procédé selon l'invention pourra être appliqué. Au lieu de travailler avec des matrices, on peut vectoriser l'expression du signal reçu dans l'équation (1) et écrire

$$Y = \text{vec}(Y) = H X + W \quad (2)$$

Avec $X = \text{vec}(X) = G S$, G est de dimension (MT, MT)

Et

$$H = \begin{bmatrix} H & 0 \\ & \ddots \\ 0 & H \end{bmatrix}$$

H est une matrice (NT, MT) ayant sur la diagonale T fois la matrice H , les autres coefficients étant nuls.

L'équation (2) est alors équivalente à l'équation (1) et en constitue la version vectorisée. C'est sur cette version que le décodeur de l'invention s'appliquera. Il suffit maintenant de définir la matrice du canal étendu

$$C = H G$$

que l'on utilisera dans la suite. On peut donc réécrire la version vectorisée du signal reçu,

$$Y = C S + W$$

où Y est un vecteur colonne à NT composantes, C est une matrice $NT \times MT$, S est le vecteur colonne des symboles à MT composantes et W est le vecteur colonne bruit à NT composantes.

Le procédé itératif de décodage selon la présente invention permet d'obtenir une estimation des symboles des signaux émis. Ce procédé s'applique en particulier pour N supérieur ou égal à M. Selon l'invention, il comprend les étapes suivantes :

- 5 - Pré-traitement du vecteur Y pour maximiser le rapport signal sur bruit+interférence de façon à obtenir un signal \tilde{r}' ,
- soustraction du signal \tilde{r}' par un signal \hat{z}' au moyen d'un soustracteur, le signal \hat{z}' étant obtenu par un post-traitement de reconstruction de l'interférence entre symboles à
- 10 partir des symboles estimés lors de l'itération précédente,
- détection du signal généré par le soustracteur de façon à obtenir, pour l'itération en cours, l'estimation des symboles des signaux émis.

L'étape de pré-traitement peut être réalisée en opérant une

15 multiplication matricielle entre le vecteur signal Y et une matrice B, la matrice B étant mise à jour à chaque itération.

L'étape de post-traitement peut également être réalisée en opérant une multiplication matricielle entre le vecteur des symboles estimés lors de l'itération précédente et une matrice D,

20 la matrice D étant mise à jour à chaque itération.

Selon l'invention, pour chaque itération, un coefficient de corrélation normalisé ρ est calculé, la mise à jour d'une matrice étant obtenu en déterminant de nouveaux coefficients de la matrice en fonction du coefficient de corrélation obtenu pour l'itération

25 précédente.

Suivant un mode de réalisation préféré de l'invention, les N signaux sont traités par intervalles de temps T correspondant à la longueur temporelle du code spatio-temporel linéaire associé aux signaux d'émission, et l'étape de pré-traitement fait

30 intervenir la matrice B pour maximiser le rapport signal sur bruit+interférence dont la fonction de transfert est :

$$B' = \text{Diag} \left(\frac{1}{\rho_{i-1}^2 A_i' + \frac{N_0}{E_s}} \right)_{1 \leq i \leq MT} \cdot C^H V'$$

$$\text{avec } V^t = \left[\frac{1 - \rho_{t-1}^2}{\frac{N_0}{E_s}} C \cdot C^H + Id_N \right]^{-1} ; \quad A^t = \text{diag} (C^H \cdot V^t \cdot C) ;$$

5 ℓ : indice d'itération; ρ : coefficient de corrélation normalisé entre les symboles réels et les symboles estimés; N_0 : variance du bruit; E_s : énergie moyenne d'un symbole; C : matrice du canal étendu.

De même, l'étape de post-traitement peut faire intervenir une matrice D pour la reconstruction de l'interférence entre symboles dont la fonction de transfert est :

$$D^t = B^t \cdot C \cdot \rho_{t-1} - \text{Diag} \left(\frac{1}{\rho_{t-1}^2 A^t + \frac{N_0}{E_s}} \right) \quad 1 \leq i \leq MT$$

10

Avant la première itération, on a aucune information sur les symboles. La matrice B a pour rôle de maximiser le rapport signal/(bruit + interférence). Le vecteur z est vide. Une représentation du vecteur des symboles S peut être telle que le k

15 ième symbole est :

$$S_k(\text{reçu}) = S_k(\text{émis}) + \sum a_i S_i(\text{émis}) + \text{bruit}$$

A la deuxième itération, la matrice B maximise toujours le rapport SINR. La matrice D va mimer l'interférence entre symbole, c'est à dire $\sum a_i S_i(\text{émis})$ lors de l'itération précédente au

20 niveau du signal r sortant de la matrice B . Le soustracteur permet de retrancher cette interférence.

A la dernière itération, on suppose que les symboles sont correctement estimés, c'est à dire que D permet de reconstruire toute l'interférence, de sorte qu'on estime que :

$$25 \quad S_k(\text{reçu}) = S_k(\text{émis}) + \text{bruit}$$

L'invention est un décodeur pouvant s'adapter aux codes espace-temps linéaires, quels qu'ils soient, c'est-à-dire qu'elle permet de décoder tout code tel que les séquences émises s'écrivent comme une combinaison linéaire des symboles

30 d'information.

On peut remarquer que les matrices B et D dépendent du coefficient de corrélation qui est différent pour chaque itération. Selon une caractéristique avantageuse de l'invention, pour déterminer le coefficient de corrélation ρ^l , à chaque

5 itération:

- on calcule le rapport signal sur interférence SINR à l'entrée du détecteur à seuil en utilisant la formule suivante :

$$SINR^l = \left(\frac{1}{\xi^l e^{\xi^l} E_1(\xi^l)} - 1 \right) \frac{1}{1 - \rho_{l-1}^2}$$

avec l'exponentiel intégrale $E_1(s) = \int_s^\infty \frac{e^{-t}}{t} dt$

10

$$\text{et } \xi^l = \frac{\zeta}{1 - \rho_{l-1}^2} ; \quad \zeta = \frac{N_0}{N E_s}$$

- on calcule la probabilité d'erreur symbole P_r , par exemple à l'entrée du détecteur à seuil, à partir du rapport

15 signal sur interférence $SINR^l$; et

on calcule alors le coefficient de corrélation ρ^l à partir de la probabilité d'erreur symbole P_r . Pour ce faire, on peut utiliser une formule conventionnelle donnant le coefficient de corrélation en fonction de la probabilité d'erreur symbole, cette

20 formule dépendant de la modulation utilisée à l'émission.

On approxime ainsi de façon la plus précise possible le coefficient de corrélation ρ^l .

A la suite d'expérimentations, quatre itérations ont suffi pour obtenir de très bons résultats. Mais on peut aussi définir

25 une valeur minimum (valeur seuil) du coefficient de corrélation pour laquelle on interrompt les itérations. Ce coefficient est essentiellement fonction de H, qui peut être estimé de façon conventionnelle, et de la variance N_0 . Par conséquent, toutes les valeurs du coefficient de corrélation ρ , ainsi que les valeurs

30 des matrices B et D (pour l'ensemble des itérations) peuvent être calculées avant la première itération. On peut donc les stocker

avant la première itération dans une mémoire de façon à les ressortir ensuite pour chaque itération.

De préférence, on pose $\rho^0 = 0$.

Par ailleurs, pour calculer la probabilité d'erreur symbole
5 Pr, on peut supposer que le bruit total est gaussien et on peut utiliser la formule correspondant à la constellation d'une modulation linéaire, par exemple $Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$ pour le système

d'encodage BPSK ("Binary phase Shift Keying") ou bien utiliser des tables indiquant la probabilité d'erreur en fonction du
10 rapport signal sur bruit. En effet, selon la complexité de la probabilité d'erreur par symbole il peut être intéressant de tabuler directement la formule.

Avantageusement, pour calculer le coefficient de corrélation ρ' à partir de la probabilité d'erreur symbole Pr, on
15 peut supposer que lorsqu'il y a erreur, le détecteur à seuils détecte l'un des plus proches voisins du symbole émis.

A titre d'exemple, à l'itération finale, on peut introduire le signal sortant du soustracteur dans un décodeur à entrées souples.

20 Suivant un mode de mise en œuvre préféré de l'invention, les symboles d'information peuvent être des éléments d'une constellation issue d'une modulation d'amplitude en quadrature MAQ, ou QAM en langue anglaise.

Suivant un autre aspect de l'invention, il est proposé un
25 décodeur spatio-temporel pour décoder un vecteur signal Y obtenu à partir de N signaux échantillonnés dans un système de communication spatio-temporel à M antennes d'émission et N antennes de réception, avec N supérieur ou égal à M, en vue d'obtenir une estimation des symboles des signaux émis. Selon
30 l'invention, ce décodeur comprend :

- un module de pré-traitement du vecteur Y pour maximiser le rapport signal sur bruit+interférence de façon à obtenir un signal \tilde{r}' ,

- un soustracteur pour soustraire un signal \hat{z}' du signal
35 \tilde{r}' ,

- 9 -

- un module de post-traitement pour la reconstruction de l'interférence entre symboles à partir des symboles estimés lors de l'itération précédente de façon à générer le signal \hat{z}' ,

- un détecteur à seuil pour la détection du signal
5 généré par le soustracteur de façon à obtenir, pour l'itération en cours, l'estimation des symboles des signaux émis.

Ces modules de pré-traitement et de post-traitement peuvent être des matrices, B et D, selon les formules indiquées précédemment.

10 D'autres avantages et caractéristiques de l'invention apparaîtront à l'examen de la description détaillée d'un mode de mise en œuvre nullement limitatif, et des dessins annexés sur lesquels :

- La figure 1 est un schéma illustrant quelques éléments d'une
15 chaîne de transmission au sein d'un émetteur et d'un récepteur, le décodeur spatio-temporel selon l'invention étant intégré dans le récepteur;
- La figure 2 est un schéma général illustrant l'architecture du décodeur spatio-temporel selon l'invention; et
- 20 - La figure 3 est un schéma bloc général du décodeur selon l'invention.

Sur la figure 1 est représenté un émetteur 1 doté d'une pluralité d'antennes 7. L'émetteur 1 comprend notamment en amont des antennes, un codeur correcteur d'erreurs 3 suivi d'un codeur
25 spatio-temporel linéaire 4. Selon une caractéristique avantageuse de l'invention, le décodeur selon l'invention est apte à s'appliquer à tout code espace-temps linéaire, c'est à dire des codes tels que les séquences émises s'écrivent comme une combinaison linéaire des symboles d'information.

30 Les signaux émis par les antennes 7 sont captés par une pluralité d'antennes 8 au sein d'un récepteur 2. Les signaux reçus subissent un traitement au sein d'un décodeur spatio-temporel 5 selon l'invention de façon à estimer les symboles d'information des signaux émis. Le décodeur spatio-temporel 5 présente une sortie
35 souple à laquelle est connecté un décodeur à entrée souple pour décoder des codes correcteurs d'erreurs tels que des codes convolutifs, turbo-codes, code de Reed-Solomon,... ; le décodage

- 10 -

pouvant se faire par un algorithme de Viterbi, un algorithme MAP (maximum a posteriori) ou LOG-MAP itéré,...

Sur la figure 2 est illustré un schéma général de l'architecture du décodeur spatio-temporel selon l'invention. Ce décodeur met en œuvre un procédé itératif permettant de déterminer les symboles d'information S à la suite d'une décision ferme générée par un détecteur à seuil 10. Toutefois, le décodeur spatio-temporel selon l'invention génère également des symboles d'information à la suite d'une décision souple apte à être injecté dans le décodeur 6 à entrées souples, le signal injecté étant le signal obtenu lors de la dernière itération. L'architecture du décodeur selon l'invention fait principalement intervenir deux modules B et D injectant leurs signaux de sortie dans un soustracteur 9. Le soustracteur 9 génère un vecteur de symbole d'information à la suite d'une décision souple, ces symboles étant ensuite détectés par le détecteur à seuil 10 afin d'obtenir des symboles estimés par décision ferme.

Les deux modules B et D représentent des produits matriciels de leurs signaux d'entrée par les matrices B^ℓ et D^ℓ , l'indice ℓ traduisant l'itération en cours. Le module B reçoit en entrée le signal Y provenant des antennes 8. Le produit de la matrice B^ℓ par Y est un signal \tilde{r}^ℓ auquel on soustrait le signal \hat{z}^ℓ issu du produit matriciel de la matrice D^ℓ par le signal $S^{\ell-1}$. Les matrices B^ℓ et D^ℓ sont telles que :

en reprenant les notations de la figure 2, il vient alors :

$$\tilde{r}^\ell = B^\ell \cdot Y$$

$$\tilde{s}^\ell = \tilde{r}^\ell - \hat{z}^\ell$$

$$\hat{z}^\ell = D^\ell \cdot \hat{s}^{\ell-1}$$

En remarquant que dans la détection du symbole s_i du vecteur s , la $i^{\text{ième}}$ composante de \hat{z}^ℓ ne doit pas être soustraite de \tilde{r}^ℓ , on impose la contrainte suivante sur D^ℓ :

$$D_{ii}^\ell = 0, \forall 1 \leq i \leq n$$

- 11 -

c'est à dire une diagonale nulle pour ne pas retrancher le symbole utile.

Le détecteur génère la décision dure \hat{s}^ℓ à partir de \tilde{s}^ℓ ce qui se traduit à l'itération ℓ par :

5

$$\tilde{s}^\ell = B^\ell \cdot Y - D^\ell \cdot \hat{s}^{\ell-1} = B^\ell \cdot (H \cdot s + w) - D^\ell \cdot \hat{s}^{\ell-1}$$

La première étape à mettre en œuvre dans le décodeur itéré consiste à déterminer les matrices B^ℓ et D^ℓ telle que l'erreur quadratique moyenne à l'entrée du détecteur à seuil soit la plus petite possible. Elle est définie à l'itération 1 par la

10 grandeur :

$$MSE^\ell(B^\ell, D^\ell) = \|\tilde{s}^\ell - s\|^2$$

15 Minimiser l'expression suivante implique que B^ℓ et D^ℓ vérifient

$$\frac{\partial MSE^\ell(B^\ell, D^\ell)}{\partial B^\ell} = \frac{\partial MSE^\ell(B^\ell, D^\ell)}{\partial D^\ell} = 0$$

La résolution de ces équations permet d'obtenir, à l'itération ℓ en fonction de l'itération $\ell-1$ des matrices B^ℓ et D^ℓ suivantes :

20

$$B^\ell = \text{Diag} \left(\frac{1}{\rho_{\ell-1}^2 A_f + \frac{N_0}{E_s}} \right)_{1 \leq i \leq MT} \cdot C^H V^\ell$$

25

$$D^\ell = B^\ell \cdot C \cdot \rho_{\ell-1} - \text{Diag} \left(\frac{1}{\rho_{\ell-1}^2 A_f + \frac{N_0}{E_s}} \right)_{1 \leq i \leq MT}$$

Avec :

$$V^l = \left[\frac{1 - \rho_{l-1}^2}{\frac{N_0}{E_s}} \cdot C \cdot C^H + Id_N \right]^{-1}$$

et

$$A^l = \text{diag}(C^H \cdot V^l \cdot C)$$

où E_s est l'énergie moyenne de la constellation MAQ et N_0 est la
5 variance du bruit.

La forme de la matrice D^l est intuitivement satisfaisante.

En effet, si $\hat{s}^{l-1} = s$ tel que $\rho_s^{l-1} = 1$, alors la sortie de D^l
reproduit la composante intersymbole pour chaque symbole s_i ,
 $\forall 1 \leq i \leq M$.

10 D'une manière plus générale, $\rho^{l-1} = 1$ indique la confiance
que l'on a dans la qualité de l'estimé \hat{s}^{l-1} . Si \hat{s}^{l-1} n'est pas
fiable alors $\rho^{l-1} = 1$ sera bas et par conséquent une pondération
plus faible sera appliquée à l'estimateur de l'interférence inter
symbole soustraite de \tilde{r}^l . A contrario, si \hat{s}^{l-1} est un excellent
15 estimé de s , alors $\rho_s^{l-1} \rightarrow 1$ et presque toute l'interférence inter
symbole est soustraite de \tilde{r}^l . A remarquer également qu'au
premier passage $l=1$, $\rho_s^{l-1} = \rho_s^0 = 0$ et comme il n'y a pas d'estimé
 $\hat{s}^{l-1} = \hat{s}^0$ encore disponible, B^l est le filtre adapté.

Dans ces équations, ρ^l désigne la valeur, à l'itération l , de
20 la corrélation entre les symboles détectés à l'itération l , \hat{s}_k^l et
les symboles réellement émis. Cette corrélation est donc

$$\rho^l = \frac{E(s_k \hat{s}_k^l)}{E_s}$$

où E_s est l'énergie moyenne d'un symbole

25 On peut remarquer que les matrices B^l et D^l ont des rôles
très différents :

- La matrice B^l est une matrice de mise en forme du signal. A l'itération zéro, on constate que B^l est le décodeur linéaire qui minimise l'erreur quadratique moyenne. Lorsque la corrélation devient grande (tend vers 1), le rôle de la matrice
5 B^l devient marginal.

- Le rôle de la matrice D^l est de soustraire au symbole d'information courant l'interférence due aux autres symboles d'information. Son rôle est marginal à l'itération zéro, mais à mesure que la confiance sur les symboles détectés \hat{s}^l croît, son
10 rôle devient déterminant.

On va maintenant décrire un moyen d'estimer le coefficient de corrélation.

Le calcul de la corrélation $\rho^l = \frac{E(s_k \hat{s}_k^l)}{E_s}$ réclame le calcul du rapport signal sur interférences à l'itération l , $SINR^l$. Ce
15 rapport signal sur interférences ("Signal to Interference Noise Ratio" en langue anglaise) est d'abord calculé en fonction de la corrélation à l'étape précédente $l-1$.

1. Calcul de $SINR^l$

On montre que :

20

$$SINR^l = \left(\frac{1}{\xi^l \cdot e^{\xi^l} \cdot E_1(\xi^l)} - 1 \right) \cdot \frac{1}{(1 - (\rho^{l-1})^2)}$$

avec

$$\frac{1}{\xi^l} = \frac{1 - (\rho^{l-1})^2}{\xi} ; \quad \frac{1}{\xi} = \frac{N \cdot E_s}{N_0} = \frac{N}{M \cdot N_0}$$

25 et $E_1(s) = \int_s^\infty \frac{e^{-t}}{t} dt$, l'exponentielle intégrale.

2. Calcul de ρ^l

Le calcul de ρ^l se fait en plusieurs étapes :

30

- 14 -

a- Poser $\rho^0 = 0$ et $\ell = 1$

b- Calculer le rapport signal sur interférences (+ bruit) à l'entrée du détecteur à seuil compte tenu de la formule :

5

$$SINR^\ell = \left(\frac{1}{\xi^\ell \cdot e^{\xi^\ell} \cdot E_1(\xi^\ell)} - 1 \right) \cdot \frac{1}{(1 - (\rho^{\ell-1})^2)}$$

c- Calculer la probabilité d'erreur symbole Pr à l'entrée du détecteur à seuil à partir du $SINR^\ell$ en supposant que le bruit total est gaussien et en utilisant la formule correspondant à la constellation, par exemple dans le cas d'une modulation de type m-PSK, on peut utiliser la formule suivante :

$$Pr = 2 \cdot Q\left(\sin\left(\frac{\pi}{m}\right) \cdot \sqrt{2 \cdot SINR^\ell}\right).$$

15 Ce calcul résulte d'une approximation à fort rapport signal à bruit pour les probabilités d'erreur symbole des modulation m-PSK associées à un détecteur à seuil symbole par symbole en présence d'un canal additif de type bruit blanc gaussien. Cette approximation est liée à la définition du modèle équivalent.

20

d- Calculer l'expression de ρ' à la sortie du soustracteur en supposant que lorsqu'il y a erreur, alors le détecteur à seuils détecte l'un des plus proches voisins du symbole émis. Dans le cas d'une m-PSK on obtient :

25

$$\rho' \approx 1 - 2 \cdot \sin^2\left(\frac{\pi}{m}\right) \cdot Pr$$

e- Incrémenter ℓ ($\ell = \ell + 1$) et retourner à l'étape b.

30

Comme on le voit sur la figure 2, l'architecture du décodeur selon l'invention fait apparaître des décisions souples à la sortie du soustracteur 9. Ces décisions sont exploitées à l'itération finale. Elles peuvent être injectées dans un décodeur à entrées souples 6.

- 15 -

En notant L l'itération finale, on peut approximer \tilde{S}^L par l'équation suivante :

$$\tilde{S}^L = K S + \text{bruit}$$

5

Avec K constante > 0 connue, S le vecteur colonne des symboles à MT composantes.

Si le décodeur à entrées souples ou pondérées est un algorithme de Viterbi, il n'aura qu'à minimiser la distance euclidienne entre \tilde{S}^L et KS sur tous les mots du code correcteurs d'erreurs.

10

Sur la figure 3 est représenté un schéma bloc général du décodeur selon l'invention. Le module de décodage 11 comprend les éléments B, D, 9 et 10 de la figure 2. On retrouve en effet le vecteur Y en entrée, et une sortie souple \tilde{S}^L (sortie du soustracteur 9) ainsi que la sortie \hat{S}^L (sortie du détecteur à seuil 10). On distingue un module 12 de calcul des coefficients des matrices B et D. Ce module 12 permet de calculer, à chaque itération ou de façon global avant le début des itérations, le coefficient de corrélation et les coefficients b_l et d_l des matrices B et D. Ce module 12 reçoit en entrée la matrice H (estimation du canal de transmission) et la variance N_0 . Il peut générer en sortie le coefficient de corrélation que l'on peut utiliser pour interrompre les itérations ou pour toute autre utilisation.

20

25

Bien sûr, l'invention n'est pas limitée aux exemples qui viennent d'être décrits et de nombreux aménagements peuvent être apportés à ces exemples sans sortir du cadre de l'invention.

30

16
REVENDEICATIONS

1. Procédé itératif pour décoder un vecteur signal Y obtenu à partir de N signaux échantillonnés dans un système de communication spatio-temporel à M antennes d'émission et N antennes de réception, avec N supérieur ou égal à M, en vue d'obtenir une estimation des symboles des signaux émis; caractérisé en ce que chaque itération comprend les étapes suivantes :
- 10 - Pré-traitement du vecteur Y pour maximiser le rapport signal sur bruit+interférence de façon à obtenir un signal \tilde{r}^l ,
- soustraction du signal \tilde{r}^l par un signal \hat{z}^l au moyen d'un soustracteur, le signal \hat{z}^l étant obtenu par un post-traitement de reconstruction de l'interférence entre symboles à partir des symboles estimés lors de l'itération précédente,
- 15 - détection du signal généré par le soustracteur de façon à obtenir, pour l'itération en cours, l'estimation des symboles des signaux émis;
- et en ce que, les N signaux étant traités par intervalles de temps T correspondant à la longueur temporelle du code spatio-temporel linéaire associé aux signaux d'émission, l'étape de pré-traitement fait intervenir une matrice B pour maximiser le rapport signal sur bruit+interférence dont la fonction de
- 20

transfert est : $B^l = \text{Diag} \left(\frac{1}{\rho_{l-1}^2 A_l^l + \frac{N_0}{E_s}} \right)_{1 \leq i \leq MT} \cdot C^H V^l$

25 avec $V^l = \left[\frac{1 - \rho_{l-1}^2}{\frac{N_0}{E_s}} C \cdot C^H + Id_N \right]^{-1}$; $A^l = \text{diag} (C^H \cdot V^l \cdot C)$;

l : indice d'itération; ρ : coefficient de corrélation normalisé entre les symboles réels et les symboles estimés; N_0 : variance du bruit; E_s : énergie moyenne d'un symbole; C : matrice du canal étendu;

et en ce que l'étape de post-traitement fait intervenir une matrice D pour la reconstruction de l'interférence entre symboles dont la fonction de transfert est :

$$D^t = B^t \cdot C \cdot \rho_{t-1} - \text{Diag} \left(\frac{1}{\rho_{t-1}^2 A_t^t + \frac{N_0}{E_s}} \right) \quad 1 \leq i \leq MT$$

5

2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que l'étape de pré-traitement est réalisée en opérant une multiplication matricielle entre le vecteur signal Y et la matrice B, la matrice B étant mise à jour à chaque itération.

10

3. Procédé selon la revendication 1 ou 2, caractérisé en ce que l'étape de post-traitement est réalisée en opérant une multiplication matricielle entre le vecteur des symboles estimés lors de l'itération précédente et la matrice D, la matrice D étant mise à jour à chaque itération.

15

4. Procédé selon la revendication 2 ou 3, caractérisé en ce que pour chaque itération, le coefficient de corrélation normalisé ρ est calculé, la mise à jour d'une matrice étant obtenu en déterminant de nouveaux coefficients de la matrice en fonction du coefficient de corrélation obtenu pour l'itération précédente.

20

5. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que pour déterminer le coefficient de corrélation ρ pour chaque itération :

25

- on calcule le rapport signal sur interférence SINR en

utilisant la formule suivante :
$$\text{SINR}^t = \left(\frac{1}{\xi^t e^{\xi^t} E_1(\xi^t)} - 1 \right) \frac{1}{1 - \rho_{t-1}^2}$$

et en définissant l'exponentiel intégrale $E_1(s) = \int_s^\infty \frac{e^{-t}}{t} dt$

30 avec $\xi^t = \frac{\zeta}{1 - \rho_{t-1}^2}$ et $\zeta = \frac{N_0}{NE_s}$

- on calcule la probabilité d'erreur symbole P_r à partir du rapport signal sur interférence SINR' ; et
 - on calcule alors le coefficient de corrélation ρ' à partir de la probabilité d'erreur symbole P_r .
6. Procédé selon la revendication 5, caractérisé en ce qu'on pose $\rho^0 = 0$.
7. Procédé selon la revendication 5 ou 6, caractérisé en ce que pour calculer la probabilité d'erreur symbole P_r on suppose que le bruit total est gaussien.
8. Procédé selon la revendication 7, caractérisé en ce qu'on utilise la formule correspondant à la constellation issue d'une modulation linéaire à l'émission.
9. Procédé selon l'une quelconque des revendications 5 à 8, caractérisé en ce que, pour calculer le coefficient de corrélation ρ' à partir de la probabilité d'erreur symbole P_r , on suppose que lorsqu'il y a erreur, le détecteur à seuils détecte l'un des plus proches voisins du symbole émis.
10. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'à l'itération finale, on introduit le signal sortant du soustracteur dans un décodeur à entrées souples.
11. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que les symboles d'information sont des éléments d'une constellation issue d'une modulation d'amplitude en quadrature.
12. Décodeur spatio-temporel mettant en œuvre un procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, pour décoder un vecteur signal Y obtenu à partir de N signaux échantillonnés dans un système de communication spatio-temporel à M antennes d'émission et N antennes de réception, avec N supérieur ou égal à

M, en vue d'obtenir une estimation des symboles des signaux émis; caractérisé en ce qu'il comprend :

- un module de pré-traitement du vecteur Y pour maximiser le rapport signal sur bruit+interférence de façon à
- 5 obtenir un signal \tilde{r}^l ,
- un soustracteur pour soustraire un signal \hat{z}^l du signal \tilde{r}^l ,
- un module de post-traitement pour la reconstruction de l'interférence entre symboles à partir des symboles estimés lors
- 10 de l'itération précédente de façon à générer le signal \hat{z}^l ,
- un détecteur à seuil pour la détection du signal généré par le soustracteur de façon à obtenir, pour l'itération en cours, l'estimation des symboles des signaux émis;
- et en ce que, les N signaux étant traités par intervalles de
- 15 temps T correspondant à la longueur temporelle du code spatio-temporel linéaire associé aux signaux d'émission, le module de pré-traitement consiste en une matrice B pour maximiser le rapport signal sur bruit+interférence dont la fonction de

transfert est : $B^l = \text{Diag} \left(\frac{1}{\rho_{l-1}^2 A_l^t + \frac{N_0}{E_s}} \right)_{1 \leq i \leq MT} \cdot C^H V^l$

20 avec $V^l = \left[\frac{1 - \rho_{l-1}^2}{\frac{N_0}{E_s}} C \cdot C^H + Id_N \right]^{-1}$; $A^l = \text{diag} (C^H \cdot V^l \cdot C)$;

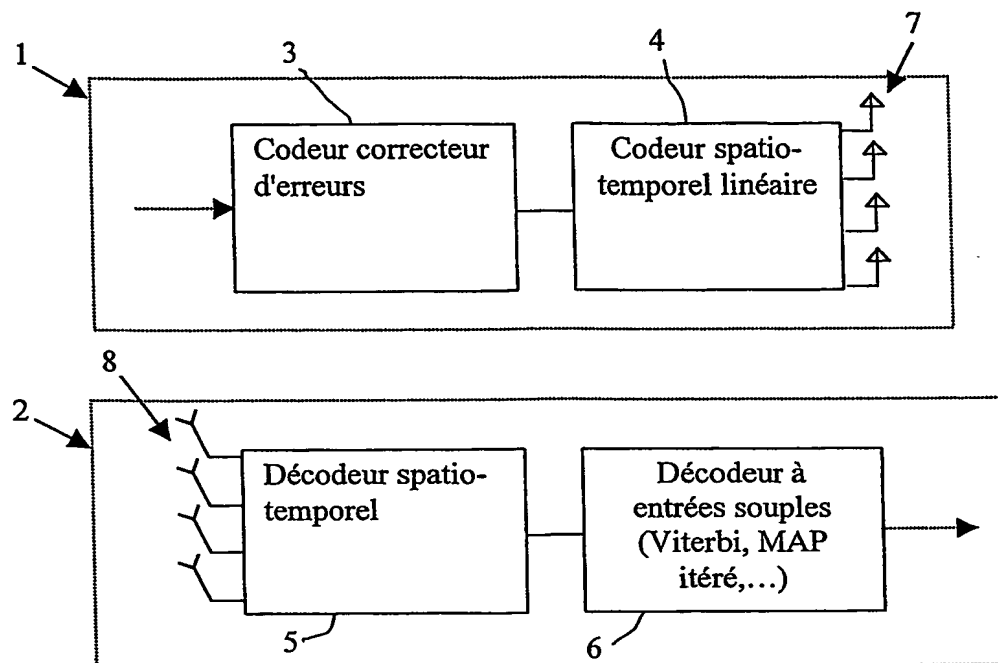
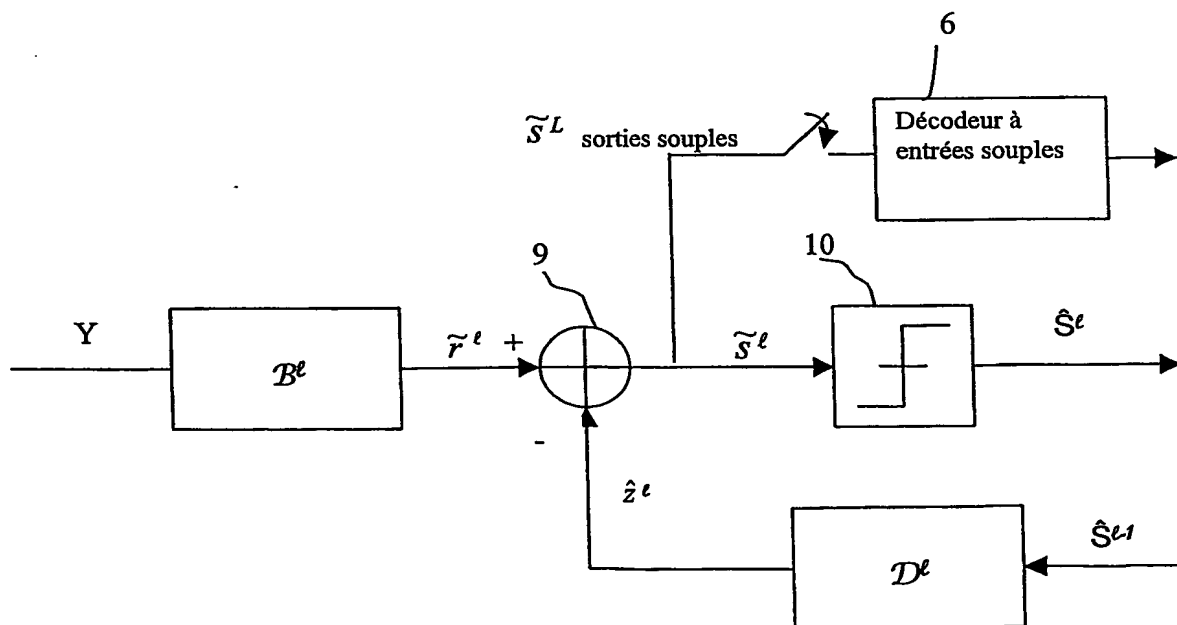
l : indice d'itération; ρ : coefficient de corrélation normalisé entre les symboles réels et les symboles estimés; N_0 : variance du bruit; E_s : énergie moyenne d'un symbole; C : matrice du canal étendu;

- 25 et en ce que le module de post-traitement consiste en une matrice D pour la reconstruction de l'interférence entre symboles, dont la fonction de transfert est :

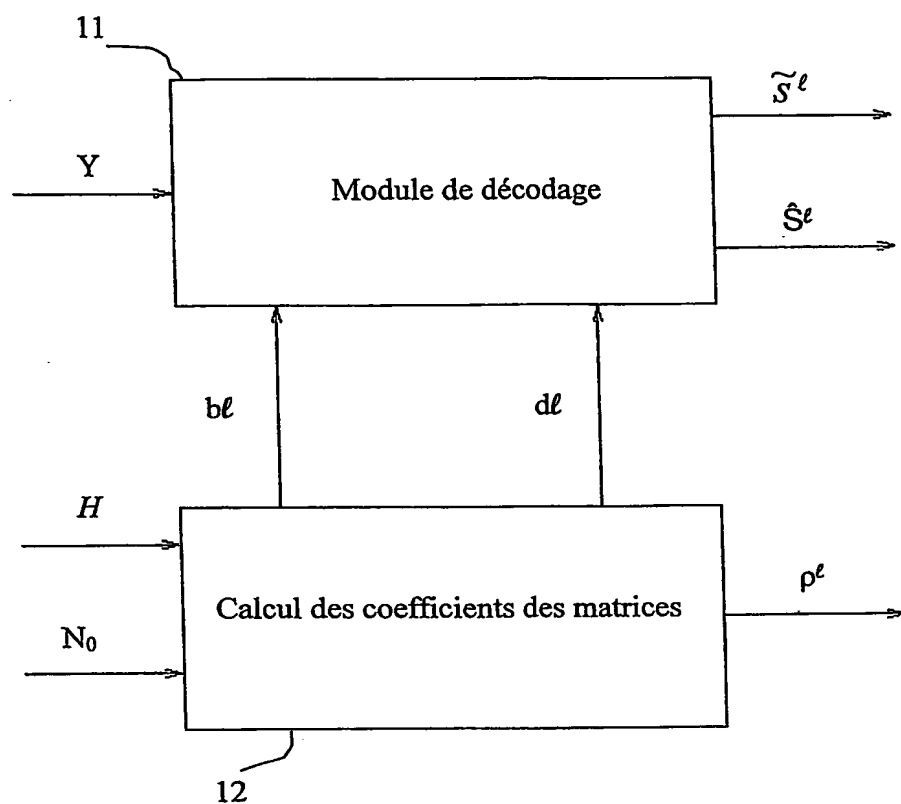
$$D^l = B^l \cdot C \cdot \rho_{l-1} - \text{Diag} \left(\frac{1}{\rho_{l-1}^2 A_l^t + \frac{N_0}{E_s}} \right)_{1 \leq i \leq MT}$$

13. Décodeur selon la revendication 12, caractérisé en ce qu'il comprend un décodeur à entrées souples recevant le signal issu du soustracteur lors de l'itération finale.

1/2

**FIGURE 1****FIGURE 2**

2/2

**FIGURE 3**

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION
EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la Propriété
Intellectuelle
Bureau international



(43) Date de la publication internationale
24 décembre 2003 (24.12.2003)

PCT

(10) Numéro de publication internationale
WO 2003/107582 A3

(51) Classification internationale des brevets⁷ : **H04L 1/00**,
1/06

Philippe [FR/FR]; 36, Résidence les Gros Chênes,
F-91370 Verrières le Buisson (FR).

(21) Numéro de la demande internationale :
PCT/FR2003/001783

(74) Mandataires : **DE SAINT VIANCE, Isabelle** etc.; Pontet
Allano & Associés Selarl, 25, rue Jean Rostand, Parc Club
Orsay Université, F-91893 Orsay (FR).

(22) Date de dépôt international : 13 juin 2003 (13.06.2003)

(25) Langue de dépôt : français

(26) Langue de publication : français

(30) Données relatives à la priorité :
02/07331 14 juin 2002 (14.06.2002) FR

(81) États désignés (*national*) : AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ,
BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ,
DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM,
HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK,
LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX,
MZ, NI, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE,
SG, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ,
VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(71) Déposant (*pour tous les États désignés sauf US*) : **COM-
SIS** [FR/FR]; 3, rue Broussais, F-75014 Paris (FR).

(72) Inventeur; et

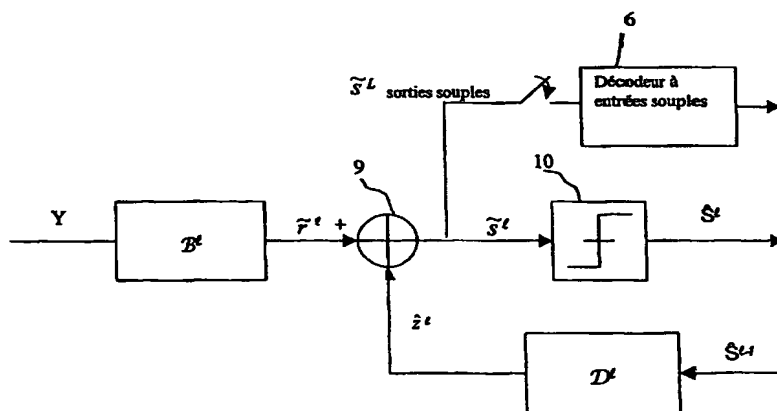
(84) États désignés (*régional*) : brevet ARIPO (GH, GM, KE,
LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), brevet

(75) Inventeur/Déposant (*pour US seulement*) : **LECLAIR**,

[Suite sur la page suivante]

(54) Title: METHOD FOR DECODING LINEAR SPACE-TIME CODES IN A MULTIPLE-ANTENNA WIRELESS TRANSMISSION SYSTEM, AND DECODER THEREFOR

(54) Titre : PROCÉDE POUR DECODER DES CODES ESPACE-TEMPS LINEAIRES DANS UN SYSTEME DE TRANSMISSION SANS FIL MULTI-ANTENNES, ET DECODEUR METTANT EN OEUVRE UN TEL PROCÉDE



(57) Abstract: The invention concerns an iterative method and a decoder for decoding space-time codes in a communication system with multiple transmission and reception antennae. The invention strikes a compromise between techniques based on interference cancellation algorithms such as BLAST, which show faulty performance concerning error rate based on signal-to-noise ratio and techniques based on maximum likelihood algorithms which are optimal in terms of performance, but highly complex in implantation such as the sphere decoder. Therefor the method consists in using a first matrix product between the received signal (Y) and a shaping matrix (B^1), and a second matrix product between a subtraction matrix (D^1) and the vector of the estimated symbols (S^{1-1}) during the preceding iteration. The estimated symbols during the current iteration are generated by a subtractor (9) receiving the results (r^1 , z^1) of the two matrix products. The role of the matrix D^1 is to subtract from the current information symbol S^1 the interference caused by the other information symbols.

[Suite sur la page suivante]



eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), brevet européen (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), brevet OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Publiée :

— avec rapport de recherche internationale

(88) Date de publication du rapport de recherche internationale:

15 avril 2004

En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abréviations, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de la Gazette du PCT.

(57) Abrégé : L'invention concerne un procédé itératif et un décodeur linéaire pour décoder des codes spatio-temporels dans un système de communication multi-antennes à l'émission et à la réception. L'invention est un compromis entre les techniques basées sur des algorithmes à annulation d'interférences tels BLAST, qui ont de mauvaises performances en terme de taux d'erreurs fonction du rapport signal à bruit, et des techniques basées sur des algorithmes à maximum de vraisemblance qui sont optimaux en terme de performances, mais d'une grande complexité d'implantation tel que le décodeur par sphères. Pour ce faire on utilise un premier produit matriciel entre le signal reçu (Y) et une matrice de mise en forme (B^1), et un second produit matriciel entre une matrice de soustraction (D^1) et le vecteur des symboles estimés (S^{1-1}) lors de l'itération précédente. Les symboles estimés lors de l'itération en cours sont générés par un soustracteur (9) recevant les résultats (r^1 , z^1) des deux produits matriciels. Le rôle de la matrice D^1 est de soustraire au symbole d'information S^1 courant l'interférence due aux autres symboles d'information.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/FR 03/01783

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H04L1/00 H04L1/06

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 7 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the International search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 01 19013 A (HOME WIRELESS NETWORKS INC) 15 March 2001 (2001-03-15) page 2, line 29 - line 32 page 3, line 6 - line 22 page 7, left-hand column, line 30 - line 37 page 9, left-hand column, line 4 -right-hand column, line 12 page 12, left-hand column, line 32 - line 52; figure 1B	1-13
A	EP 1 069 722 A (HUGHES ELECTRONICS CORP) 17 January 2001 (2001-01-17) page 11, paragraph 56 - paragraph 57 page 14, paragraph 60; figure 5 page 15, line 66 page 16, line 70 figure 5	1-13

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents :

- *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- *E* earlier document but published on or after the international filing date
- *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- *T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
- *&* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

6 January 2004

Date of mailing of the international search report

14/01/2004

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Papantoniou, A

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Publication No.

PCT/FR 03/01783

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>BAUCH G ET AL: "Iterative equalization and decoding with channel shortening filters for space-time coded modulation" VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE FALL 2000, 24 - 28 September 2000, pages 1575-1582, XP010524303 Boston, MA, USA page 1576, left-hand column, line 1 - line 9 page 1576, right-hand column, line 1 - line 7 page 1576, right-hand column, line 20 -page 1577, left-hand column, line 1 page 1577, left-hand column, line 10 - line 24 page 1580, right-hand column, line 13 - line 17 page 1580, right-hand column, line 20 - line 29; figure 6</p> <p>-----</p>	1-13

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Publication No

PCT/FR 03/01783

Patent document cited in search report		Publication date		Patent family member(s)		Publication date
WO 0119013	A	15-03-2001	AU WO	7358100 A 0119013 A1		10-04-2001 15-03-2001
EP 1069722	A	17-01-2001	EP	1069722 A2		17-01-2001

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE
CIB 7 H04L1/00 H04L1/06

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)
CIB 7 H04L

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si réalisable, termes de recherche utilisés)
EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX

C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie *	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	WO 01 19013 A (HOME WIRELESS NETWORKS INC) 15 mars 2001 (2001-03-15) page 2, ligne 29 - ligne 32 page 3, ligne 6 - ligne 22 page 7, colonne de gauche, ligne 30 - ligne 37 page 9, colonne de gauche, ligne 4 -colonne de droite, ligne 12 page 12, colonne de gauche, ligne 32 - ligne 52; figure 1B ---	1-13
A	EP 1 069 722 A (HUGHES ELECTRONICS CORP) 17 janvier 2001 (2001-01-17) page 11, alinéa 56 - alinéa 57 page 14, alinéa 60; figure 5 page 15, ligne 66 page 16, ligne 70 figure 5 ---	1-13
	--- -/--	

☒ Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents

☒ Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

* Catégories spéciales de documents cités:

A document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent

E document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date

L document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)

O document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens

P document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

T document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention

X document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément

Y document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier

Z document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

6 janvier 2004

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

14/01/2004

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale
Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax. (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Papantoniou, A

C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
-----------	--	-------------------------------

A	<p>BAUCH G ET AL: "Iterative equalization and decoding with channel shortening filters for space-time coded modulation" VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE FALL 2000, 24 - 28 septembre 2000, pages 1575-1582, XP010524303 Boston, MA, USA page 1576, colonne de gauche, ligne 1 - ligne 9 page 1576, colonne de droite, ligne 1 - ligne 7 page 1576, colonne de droite, ligne 20 - page 1577, colonne de gauche, ligne 1 page 1577, colonne de gauche, ligne 10 - ligne 24 page 1580, colonne de droite, ligne 13 - ligne 17 page 1580, colonne de droite, ligne 20 - ligne 29; figure 6</p>	1-13
---	--	------

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux familles de brevets

Demande internationale No

PCT/FR 01/01783

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication		Membre(s) de la famille de brevet(s)		Date de publication
WO 0119013	A	15-03-2001	AU	7358100 A		10-04-2001
			WO	0119013 A1		15-03-2001
EP 1069722	A	17-01-2001	EP	1069722 A2		17-01-2001

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.